



Q68318  
1062

# BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

J1050 U.S. PTO  
10/066695

## COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 15 JAN. 2002

Pour le Directeur général de l'Institut  
national de la propriété industrielle  
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT  
NATIONAL DE  
LA PROPRIÉTÉ  
INDUSTRIELLE

SIEGE  
26 bis, rue de Saint Petersburg  
75800 PARIS cedex 08  
Téléphone : 33 (1) 53 04 53 04  
Télécopie : 33 (1) 42 93 59 30  
www.inpi.fr

DB 267/180401

ETABLISSEMENT PUBLIC NATIONAL

CRÉÉ PAR LA LOI N° 51-444 DU 19 AVRIL 1951

**This Page Blank (uspto)**



26 bis, rue de Saint Pétersbourg  
75800 Paris Cedex 08  
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

# BREVET D'INVENTION CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI



N° 11354\*01

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 1/2

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DS 540 W / 260899

<b>REMISE DES PIÈCES</b> DATE <b>22 FEV 2001</b> LIEU <b>75 INPI PARIS</b> N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI <b>0102391</b> DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI <b>22 FEV. 2001</b>		<b>1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE</b> À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE COMPAGNIE FINANCIERE ALCATEL Département PI Stephane HEDARCHET 30 avenue Kléber 75116 PARIS	
<b>Vos références pour ce dossier</b> (facultatif) 103560/SH/MPD/TPM		<b>3</b>	
<b>Confirmation d'un dépôt par télécopie</b> <input type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie			
<b>2 NATURE DE LA DEMANDE</b>		<b>Cochez l'une des 4 cases suivantes</b>	
Demande de brevet		<input checked="" type="checkbox"/>	
Demande de certificat d'utilité		<input type="checkbox"/>	
Demande divisionnaire		<input type="checkbox"/>	
<i>Demande de brevet initiale</i> <i>ou demande de certificat d'utilité initiale</i>		N°	Date <input type="text"/>
		N°	Date <input type="text"/>
Transformation d'une demande de brevet européen <i>Demande de brevet initiale</i>		<input type="checkbox"/>	Date <input type="text"/>
		N°	Date <input type="text"/>
<b>3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)</b> DISPOSITIF DE RECEPTION POUR UN TERMINAL DE RADIOCOMMUNICATION MOBILE			
<b>4 DÉCLARATION DE PRIORITÉ</b> <b>OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE</b> <b>LA DATE DE DÉPÔT D'UNE</b> <b>DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE</b>		Pays ou organisation Date <input type="text"/> N° Pays ou organisation Date <input type="text"/> N° Pays ou organisation Date <input type="text"/> N° <input type="checkbox"/> S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
<b>5 DEMANDEUR</b>		<input type="checkbox"/> S'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
Nom ou dénomination sociale		ALCATEL	
Prénoms			
Forme juridique		Société Anonyme	
N° SIREN		5.4.2.0.1.9.0.9.6	
Code APE-NAF			
Adresse	Rue	54, rue La Boétie	
	Code postal et ville	75008 PARIS	
Pays		FRANCE	
Nationalité		Française	
N° de téléphone (facultatif)			
N° de télécopie (facultatif)			
Adresse électronique (facultatif)			



# BREVET D'INVENTION CERTIFICAT D'UTILITÉ

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 2/2

REMISE DES PIÈCES DATE <b>22 FEV 2001</b> LIEU <b>75 INPI PARIS</b> N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI <b>0102391</b>		Réservé à l'INPI		DB 540 W / 255893	
<b>Vos références pour ce dossier :</b> <i>(facultatif)</i>			103560/SH/MPD/TPM		
<b>6 MANDATAIRE</b>					
Nom			HEDARCHET		
Prénom			Stephane		
Cabinet ou Société			Compagnie Financière Alcatel		
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel			PG 9222		
Adresse	Rue	30 Avenue Kléber			
	Code postal et ville	75116	PARIS		
N° de téléphone <i>(facultatif)</i>					
N° de télécopie <i>(facultatif)</i>					
Adresse électronique <i>(facultatif)</i>					
<b>7 INVENTEUR (S)</b>					
Les inventeurs sont les demandeurs			<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas fournir une désignation d'inventeur(s) séparée		
<b>8 RAPPORT DE RECHERCHE</b>			Uniquement pour une demande de brevet (y compris division et transformation)		
Établissement immédiat ou établissement différé			<input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>		
Paiement échelonné de la redevance			Paiement en trois versements, uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non		
<b>9 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES</b>			Uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention <i>(joindre un avis de non-imposition)</i> <input type="checkbox"/> Requête antérieurement à ce dépôt <i>(joindre une copie de la décision d'admission pour cette invention ou indiquer sa référence)</i> :		
Si vous avez utilisé l'imprimé «Sulte», indiquez le nombre de pages jointes					
<b>10 SIGNATURE DU DEMANDEUR</b> <b>XX DU MANDATAIRE</b> (Nom et qualité du signataire)			Stephane HEDARCHET / LC 40 B 		<b>VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI</b>  <b>C. CONTE</b>

La présente invention concerne un dispositif de réception pour terminal de radiocommunication mobile. L'invention se rapporte donc plus particulièrement au domaine des systèmes de télécommunication.

5 Dans la partie haute fréquence d'un terminal de radiocommunication mobile, les composants analogiques mis en oeuvre apportent des imperfections au signal de réception fourni par l'antenne.

C'est le cas notamment de l'oscillateur local.  
10 L'oscillateur local produit un signal à haute-fréquence qui est appliqué au changeur de fréquence en même temps que le signal de réception, de façon à enlever la porteuse sur laquelle le signal de réception est transmis dans le canal de propagation.

15 Le changeur de fréquence permet en fait de transposer la fréquence du signal de réception à une fréquence plus faible.

Or, des défauts sont inhérents au fonctionnement de l'oscillateur local et du changeur de fréquence.

20 En particulier, l'oscillateur local rajoute une composante continue, qui est donc à la fréquence 0 Hz (hertz), au signal de réception. Cette composante continue a pour effet de décaler le signal de réception vers le haut ou vers le bas et son amplitude dépend de  
25 la puce et de l'isolation de la carte.

L'oscillateur local est également affecté de fuites qui sont rayonnées dans l'atmosphère après avoir été réacheminées au niveau de l'antenne du terminal de radiocommunication mobile. Ces fuites vont alors  
30 revenir au niveau du dispositif de réception du terminal de radiocommunication mobile à la suite de réflexions sur des obstacles externes, créant ainsi un signal parasite supplémentaire au signal de réception. Ce signal parasite constitue la composante dynamique  
35 des perturbations apportées au signal de réception par

le comportement de l'oscillateur local et du changeur de fréquence.

En effet, la position en fréquence de la raie qui apparaît due au phénomène de va-et-vient expliqué ci-dessus ne peut pas être maîtrisée à cause notamment du moment où se produit la réflexion et de la vitesse de déplacement du terminal de radiocommunication mobile. La fréquence de la composante dynamique est donc liée à l'effet Doppler et dépend de la vitesse du terminal de radiocommunication mobile.

L'amplitude de cette composante dynamique ne peut également pas être maîtrisée.

Le fonctionnement de l'oscillateur local et du changeur de fréquence dans le récepteur du terminal de radiocommunication mobile entraîne donc des perturbations au niveau du signal de réception. Ces perturbations se traduisent d'une part, par l'apparition d'une composante continue ou statique à la fréquence 0 Hz et, d'autre part, par l'apparition d'une composante dynamique de fréquence et d'amplitude quelconque.

Ces composantes statique et dynamique doivent être impérativement supprimées pour assurer le bon fonctionnement du récepteur du terminal de radiocommunication mobile.

Une solution de l'art antérieur prévoit d'équiper le récepteur du terminal avec un filtre de façon à éliminer la composante statique et la composante dynamique des perturbations au signal de réception induites par l'oscillateur local et le changeur de fréquence.

Le filtre utilisé est un filtre de type passe-haut. Il est disposé entre le changeur de fréquence et le convertisseur analogique numérique dans le récepteur du terminal de radiocommunication mobile. Cette

solution est donc mise en oeuvre dans le domaine analogique.

Néanmoins, l'utilisation d'un tel filtre dans le récepteur présente des inconvénients importants. Ces  
5 inconvénients se trouvent illustrés à la figure 1.

La figure 1 montre la composante statique 1 à zéro Hertz, la composante dynamique 2, de fréquence égale à  $f_d$ , la réponse spectrale 3 du filtre passe-haut utilisé, ainsi que le signal utile 4, c'est-à-dire le  
10 signal reçu portant l'information désirée.

Le filtre se caractérise par une pente et par une fréquence de coupure  $f_c$ . La fréquence de coupure  $f_c$  est choisie suffisamment élevée de façon à pouvoir supporter le maximum de décalage de la composante  
15 dynamique 2, soit  $f_c = f_{dmax}$ . En effet, le positionnement en fréquence de la composante dynamique 2, qui dépend en partie de la vitesse de déplacement du terminal de radiocommunication mobile, comme expliqué plus haut, ne peut être maîtrisé et bouge en fonction  
20 de la fréquence Doppler. Ainsi, le filtre passe-haut utilisé est caractérisé de telle manière que le récepteur puisse supporter une certaine plage de vitesse et donc des variations de la composante dynamique importantes allant jusqu'à cette plage de  
25 vitesse.

Or, le filtre est figé et ne peut être adapté à toutes les situations.

Ainsi, sur l'exemple de la figure 1, bien qu'effectivement le filtre utilisé permet de supprimer  
30 les deux composantes, statique et dynamique, il atténue fortement également toute la partie du signal modulé utile référencée a sur la figure 1.

L'atténuation non désirée de la partie a du signal utile entraîne des dégradations importantes. Par  
35 conséquent, les performances en terme de démodulation

sont altérées, ce qui se traduit par une dégradation du taux d'erreurs binaire BER, et la baisse de ces performances est directement liée aux caractéristiques du filtre passe-haut utilisé, notamment la fréquence de  
5 coupure du filtre.

Une deuxième solution de l'art antérieur consiste à éliminer les composantes statique et dynamique des perturbations au signal de réception en traitant le signal après sa conversion analogique numérique par  
10 l'intermédiaire d'un algorithme de type LMS, acronyme pour l'expression anglo-saxonne « Least Mean Square ». Le traitement du signal de réception est alors entièrement effectué dans le domaine numérique.

Cependant, ce type d'algorithme, d'une part, est  
15 très complexe à mettre en oeuvre et, d'autre part, il nécessite une puissance de calcul très élevée qui en devient rédhibitoire et ne permet pas également d'optimiser le convertisseur analogique-numérique.

Aussi, le but que se propose d'atteindre la  
20 présente invention est de permettre la suppression à la fois de la composante statique et de la composante dynamique des perturbations au signal de réception induites par le fonctionnement de l'oscillateur local et du changeur de fréquence, tout en palliant les  
25 inconvénients de l'art antérieur, soit sans altérer les performances en terme de démodulation du terminal de radiocommunication mobile et sans complexité déraisonnable.

Pour ce faire, l'invention propose de combiner  
30 les deux solutions précédemment exposées.

Selon l'invention, le traitement du signal, pour l'élimination des composantes statique et dynamique des perturbations, s'effectue en deux parties.

Une première partie est effectuée en analogique  
35 et une deuxième partie est effectuée en numérique.



Ainsi, la suppression des composantes statique et dynamique est partagée entre le domaine analogique et le domaine numérique.

L'invention concerne donc un dispositif de  
5 réception d'un terminal de radiocommunication mobile dans un système de télécommunication, comprenant des moyens de génération de signaux à haute-fréquence coopérant avec des moyens de transposition de la fréquence pour transposer la fréquence du signal de  
10 réception à une fréquence plus faible, des moyens de filtrage de type passe-haut pour filtrer la composante statique et la composante dynamique des perturbations au signal de réception induites par le fonctionnement desdits moyens de génération de signaux à haute-  
15 fréquence et de transposition de la fréquence, et des moyens de numérisation, caractérisé en ce que la fréquence de coupure des moyens de filtrage de type passe-haut est prédéterminée de façon à éliminer ladite composante statique et une partie de ladite composante  
20 dynamique avant que le signal n'entre dans les moyens de numérisation, la composante dynamique résiduelle étant éliminée par l'intermédiaire d'une part, d'un filtre numérique placé après les moyens de numérisation et, d'autre part, d'un dispositif correcteur.

25 L'invention concerne également un procédé d'estimation de la composante dynamique résiduelle des perturbations au signal de réception dans un dispositif de réception d'un terminal de radiocommunication mobile selon l'invention, le signal étant transmis sous forme  
30 de trames divisées en tranche de temps, caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes consistant à :  
- calculer la valeur moyenne du signal sur une tranche de temps ;  
- déterminer l'espacement entre deux calculs  
35 consécutifs de la valeur moyenne du signal sur une

tranche de temps, l'espacement étant exprimé en nombre de tranches de temps ;

- déterminer le nombre de termes représentant la valeur moyenne du signal sur une tranche de temps à  
5 considérer ;
- calculer la composante dynamique résiduelle des perturbations au signal de réception.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture  
10 de la description suivante d'un exemple de réalisation en référence aux figures, parmi lesquelles :

- la figure 1 est un schéma illustrant les inconvénients de l'art antérieur et a déjà été décrite ci-dessus ;
- 15 - la figure 2 est un schéma illustrant le dispositif de réception selon la présente invention ;
- la figure 3 est un schéma plus précis reprenant une partie du schéma de la figure 2.

20 En référence à la figure 2, des moyens de génération de signaux à haute-fréquence 5 produisent un signal à haute-fréquence qui est appliqué à une première borne d'entrée de moyens de transposition de la fréquence 6 en même temps que le signal de réception  
25 est appliqué sur une seconde borne d'entrée de façon à transposer la fréquence du signal de réception à une fréquence plus faible.

Les moyens de génération de signaux à haute-fréquence 5 sont typiquement un oscillateur local et  
30 les moyens de transposition de la fréquence 6 sont typiquement un changeur de fréquence.

Des moyens de filtrage 7 de type passe-haut sont disposés en sortie du changeur de fréquence 6 en amont de moyens de numérisation 9 du signal de réception. Les

moyens de numérisation 9 peuvent se présenter sous la forme d'un convertisseur analogique numérique.

De façon avantageuse, un amplificateur intermédiaire 8 peut-être prévu entre les moyens de filtrage 7 et le convertisseur 9 de façon à adapter l'amplitude du signal au convertisseur 9.

Les sorties du convertisseur analogique numérique 9 sont reliées d'une part, à un dispositif correcteur 11 et, d'autre part, à un filtre numérique 10. Le filtre numérique 10 est de type passe-haut et peut être un filtre à réponse impulsionnelle finie.

Les sorties du filtre numérique 10 sont également reliées au dispositif correcteur 11.

Les premiers moyens de filtrage 7 mettent donc en oeuvre un filtrage de type passe-haut qui permet d'éliminer toute la composante statique ainsi qu'une partie de la composante dynamique des perturbations au signal de réception induites par le fonctionnement des moyens de génération de signaux à haute-fréquence 5 et par le fonctionnement des moyens de transposition de la fréquence 6.

Ainsi, la fréquence de coupure  $f_c$  des moyens de filtrage 7 est prédéterminée de la façon suivante :

$$f_c = f_{dmax} \cdot (1-x)$$

$f_{dmax}$  étant la valeur de la fréquence Doppler maximale que le récepteur est susceptible de supporter. En d'autres termes,  $f_{dmax}$  correspond au positionnement en fréquence le plus élevé de la composante dynamique des perturbations au signal de réception que le récepteur peut supporter.

Dans la relation ci-dessus permettant de fixer la fréquence de coupure  $f_c$  des premiers moyens de filtrage 7,  $x$  est exprimé en pourcentage.

$x$ , et donc la fréquence de coupure  $f_c$ , est prédéterminé de façon à réduire le nombre de bits pour

le traitement des moyens de numérisation 9. La fréquence de coupure ainsi déterminée permet alors d'éliminer une première partie des composantes des perturbations au signal de réception. Cette première  
5 partie éliminée comprend la composante statique ainsi qu'une partie de la composante dynamique. On fait donc en sorte de raboter au maximum cette composante dynamique de telle façon qu'elle soit déjà réduite quand le signal entre dans le convertisseur.

10 Quant à la partie restante de la composante dynamique des perturbations au signal de réception, elle va être entièrement éliminée par l'intermédiaire d'une part, du filtre numérique 10 qui est placé après les moyens de numérisation 9 et, d'autre part, du  
15 dispositif correcteur 11.

Dans l'explication qui va suivre, on considère un système de télécommunication de type WCDMA, acronyme pour l'expression anglo-saxonne « Wideband Code Division Multiple Access ».

20 Dans un système de télécommunication de type WCDMA, les signaux transmis respectent un format particulier. Ainsi les signaux sont transmis sous forme de trames, et chaque trame est divisée en quinze tranches de temps appelées « slot ». Chaque slot  
25 contient 2 560 valeurs dans un système WCDMA.

Le dispositif de réception selon la présente invention est cependant adapté à tout type de système de télécommunication. L'explication suivante dans le cadre d'un système de type WCDMA est simplement donnée  
30 à titre d'exemple et ne doit pas être interprétée comme une limitation à la portée de l'invention.

Le signal issu du convertisseur analogique numérique 9, noté  $S_n$ , contient le signal voulu  $s_n^{\text{voulu}}$ , le signal venant des autres utilisateurs à l'intérieur de  
35 la cellule courante  $s_n^{\text{intra-interf}}$ , les interférences

correspondant aux signaux venant des autres cellules voisines  $s_n^{\text{inter-interf}}$ , du bruit blanc gaussien additif  $n_n$  et enfin la composante dynamique  $DC_k$  résiduelle des perturbations au signal de réception induites par les  
 5 moyens de génération de signaux à haute fréquence 5 et par les moyens de transposition de la fréquence 6. Ainsi,  $S_n = s_n^{\text{voulu}} + s_n^{\text{intra-interf}} + s_n^{\text{inter-interf}} + n_n + DC_k$ .

Il reste donc à estimer la composante dynamique résiduelle  $DC_k$  qui n'a pas été éliminée par les  
 10 premiers moyens de filtrage 7 de type passe-haut mis en oeuvre avant le convertisseur 9.

Pour ce faire, le signal  $S_n$  va être traité dans le filtre numérique 10 qui est placé après le convertisseur 9. La fonction du filtre numérique 10  
 15 consiste donc à calculer la composante dynamique résiduelle  $DC_k$ , puis à fournir au dispositif correcteur 11 le signal représentatif de cette composante résiduelle des perturbations au signal de réception.

Le dispositif correcteur 11 va alors se charger  
 20 d'extraire cette composante résiduelle du signal  $S_n$  issu du convertisseur analogique numérique 9.

Le traitement mis en oeuvre dans le filtre numérique 10 consiste à moyenner le signal  $S_n$  sur un nombre de trames déterminé et donc sur un nombre de  
 25 slots déterminé.

Bien que l'explication qui suit est fournie en référence à un système de type WCDMA, ce traitement peut être mis en oeuvre dans tout type de système de télécommunication.

30 Dans une première étape, on calcule la valeur moyenne  $m_k$  du signal reçu sur un slot complet ou sur une portion de slot. Le calcul est effectué de la façon suivante pour le slot ou la tranche de temps d'indice  $k$ :

$$m_k = \sum_{n=1}^{2560(1-p)} S_n = \sum_{n=1}^{2560(1-p)} S_n^{\text{voulu}} + \sum_{n=1}^{2560(1-p)} S_n^{\text{intra-interf}} + \sum_{n=1}^{2560(1-p)} S_n^{\text{inter-interf}} + \sum_{n=1}^{2560(1-p)} n_n + \sum_{n=1}^{2560(1-p)} DC_k$$

La variable  $p$  permet de déterminer la portion de slot ou de tranche de temps sur laquelle est effectué le calcul. Par exemple, si  $p$  est pris égal à 0.2, le calcul de  $m_k$  est effectué sur 80% des valeurs du slot.

Dans un système de type WCDMA, tous les signaux sont centrés sur zéro. Les valeurs moyennes des signaux  $S_n^{\text{voulu}}$ ,  $S_n^{\text{intra-interf}}$ ,  $S_n^{\text{inter-interf}}$  et  $n_n$  sont donc nulles, on obtient alors :

$$m_k = 2 \ 560 \cdot (1-p) \cdot DC_k$$

En effet, la composante dynamique résiduelle  $DC_k$  ne varie quasiment pas sur l'intervalle de tranche de temps d'indice  $k$  considéré.

Une deuxième étape consiste à déterminer l'espacement  $P$ , exprimé en nombre de slots ou tranches de temps, à prendre en compte entre deux calculs consécutifs  $m_k$  de la valeur moyenne du signal sur un slot ou une portion de slot.

En effet, il n'est pas nécessaire de moyenner le signal sur des slots consécutifs. Le calcul détaillé à l'étape précédente pour obtenir la valeur moyenne  $m_k$  du signal, soit sur un slot complet, soit sur une portion de slot, peut ainsi être effectué tous les slots, tous les deux slots, tous les trois slots, etc...

La variable  $P$  détermine cet espacement et selon la configuration souhaitée  $P$  prendra différentes valeurs. A savoir, s'il est souhaité de faire uniquement une estimation  $m_k$  par trame,  $P$  sera alors égal à 14, s'il est souhaité de faire deux estimations  $m_k$  par trame,  $P$  sera égal à 28 et ainsi de suite. De plus, pour avoir plusieurs estimations  $m_k$  par trame, il

suffit de prendre  $P < 14$ . Dans les explications qui suivent, il a été choisi  $P < 14$ .

Une troisième étape consiste à déterminer le nombre  $N$  de termes  $m_k$  représentant la valeur moyenne du signal, sur un slot complet ou sur une portion de slot, à considérer pour réaliser l'estimation de la composante dynamique résiduelle des perturbations au signal de réception.

Grâce au paramètre  $N$ , l'algorithme permet d'estimer la composante dynamique résiduelle sur la base d'une trame complète ou encore sur la base d'une portion de trame. Ainsi, seules  $N$  valeurs moyennes  $m_k$  consécutives espacées de  $P$  slots sont prises en compte pour l'estimation de la composante dynamique résiduelle.

Enfin, une dernière étape consiste à calculer la composante dynamique résiduelle estimée sur la trame courante  $T$ .

Cette étape consiste à effectuer le calcul suivant :

$$DC_T^{\text{estimé}} = \frac{1}{N \cdot 2560 \cdot (1-p)} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} m_k$$

L'estimation de la composante dynamique résiduelle  $DC_T^{\text{estimé}}$  correspond à l'estimation instantanée pour la trame courante référencée  $T$ .

De façon à minimiser l'impact d'une erreur d'estimation instantanée, on tient compte de l'historique des estimations de la composante dynamique résiduelle. Pour ce faire, un facteur d'oubli  $\alpha$  est mis en oeuvre et la valeur de la composante dynamique

résiduelle est moyennée comme suit sur la trame courante T :

$$DC_T^{\text{moyenné}} = (1-\bullet) \cdot DC_T^{\text{estimé}} + \bullet \cdot DC_{T-1}^{\text{moyenné}}, \quad 0 \leq \bullet < 1$$

5

Suivant la valeur de  $\bullet$ , on pondère donc plus ou moins le résultat en fonction de la valeur de la composante dynamique résiduelle  $DC_{T-1}^{\text{moyenné}}$  calculée sur la trame précédente référencée T-1.

10 Pour finir, le filtre numérique 10 fournit au dispositif correcteur 11 le signal représentatif de la composante dynamique résiduelle des perturbations au signal de réception  $DC_T^{\text{moyenné}}$ .

15 Le dispositif correcteur 11 extrait alors cette composante du signal issu des moyens de numérisation 9 par l'intermédiaire de moyens de soustraction 12, voir à la figure 3.

20 Le signal de sortie du dispositif correcteur 11 est donc égal à la différence entre le signal issu du convertisseur 9 et le signal calculé par le filtre numérique 10 représentant la composante dynamique résiduelle des perturbations au signal de réception.

25 L'algorithme mis en oeuvre est donc beaucoup moins complexe qu'un algorithme de type LMS et permet également une grande flexibilité pour le calcul de la composante dynamique résiduelle.

De plus, l'invention permet d'optimiser la plage d'utilisation du convertisseur analogique numérique puisqu'une partie des composantes des perturbations au



signal de réception est supprimée avant le passage en numérique par l'intermédiaire des premiers moyens de filtrage. La consommation de puissance s'en trouve donc réduite.

## R E V E N D I C A T I O N S

1- Dispositif de réception d'un terminal de radiocommunication mobile dans un système de télécommunication, comprenant des moyens de génération de signaux à haute-fréquence (5) coopérant avec des moyens de transposition de la fréquence (6) pour transposer la fréquence du signal de réception à une fréquence plus faible, des moyens de filtrage de type passe-haut (7) pour filtrer la composante statique et la composante dynamique des perturbations au signal de réception induites par le fonctionnement desdits moyens de génération de signaux à haute-fréquence (5) et de transposition de la fréquence (6), et des moyens de numérisation (9), ledit dispositif est caractérisé en ce que la fréquence de coupure ( $f_c$ ) des moyens de filtrage de type passe-haut (7) est prédéterminée de façon à éliminer ladite composante statique et une partie de ladite composante dynamique avant que le signal n'entre dans les moyens de numérisation (9), la composante dynamique résiduelle étant éliminée par l'intermédiaire d'une part, d'un filtre numérique (10) placé après les moyens de numérisation (9) et, d'autre part, d'un dispositif correcteur (11).

25        2- Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que le filtre numérique (10) est prévu pour calculer la composante dynamique résiduelle et pour fournir au dispositif correcteur (11) le signal représentatif de ladite composante dynamique résiduelle.

30        3- Dispositif selon la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce que le filtre numérique (10) est du type passe-haut.

4- Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que le dispositif correcteur (11) comprend des moyens de soustraction (12) pour extraire la composante dynamique résiduelle du signal issu des moyens de numérisation (9).

5- Dispositif selon la revendication 4, caractérisé en ce que les moyens de soustraction (12) opèrent la différence entre le signal issu des moyens de numérisation (9) et le signal représentatif de la composante dynamique résiduelle issu du filtre numérique (10).

6- Procédé d'estimation de la composante dynamique résiduelle des perturbations au signal de réception dans un dispositif de réception d'un terminal de radiocommunication mobile selon l'une des revendications précédentes, le signal étant transmis sous forme de trames divisées en tranche de temps, caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes consistant à :

- calculer la valeur moyenne du signal sur une tranche de temps ;
- déterminer l'espacement entre deux calculs consécutifs de la valeur moyenne du signal sur une tranche de temps, l'espacement étant exprimé en nombre de tranches de temps ;
- déterminer le nombre de termes représentant la valeur moyenne du signal sur une tranche de temps à considérer ;
- calculer la composante dynamique résiduelle des perturbations au signal de réception.

7- Procédé selon la revendication 6 caractérisé en ce que le calcul de la valeur moyenne du signal est effectué sur une portion de tranche de temps.

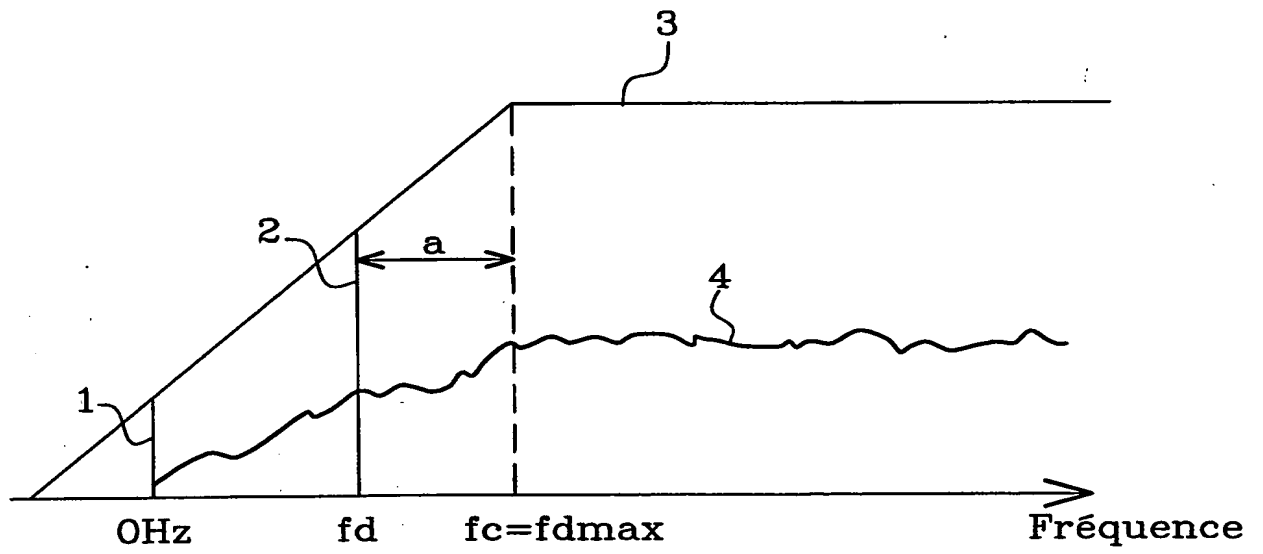
8- Procédé selon la revendication 6 caractérisé en ce que la dernière étape consiste à calculer d'abord

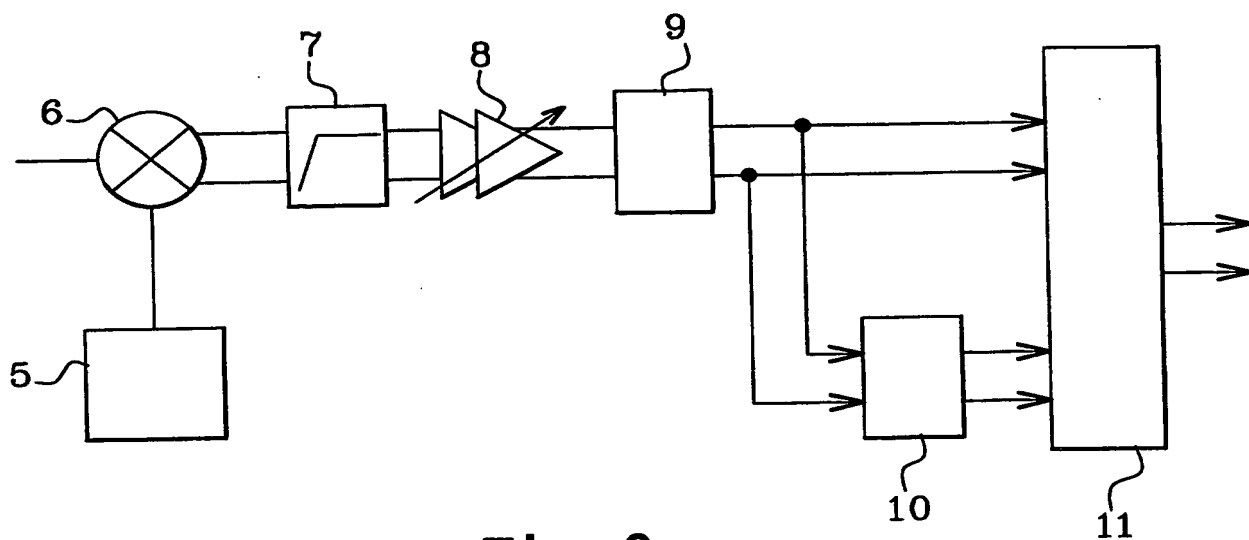
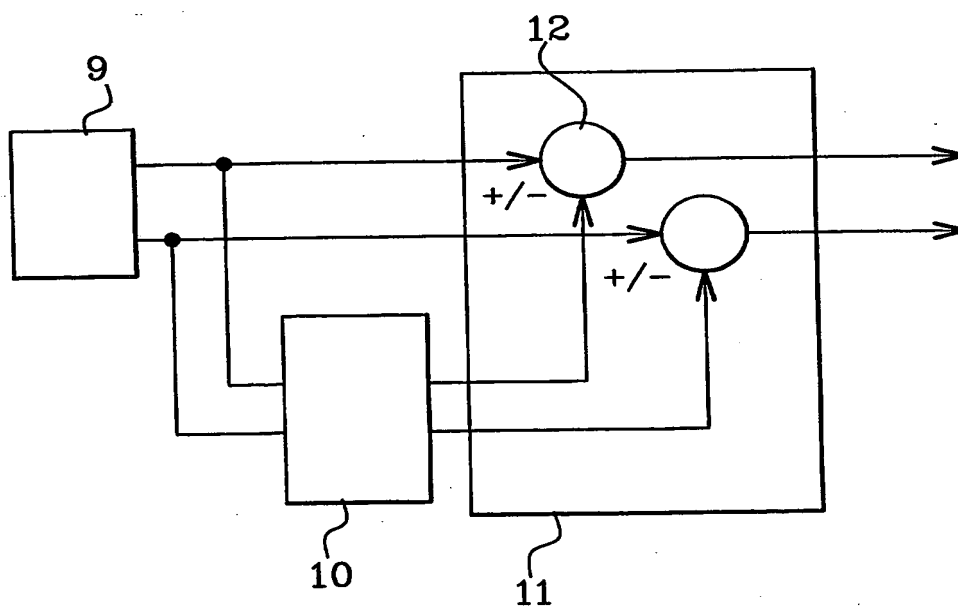
l'estimation instantanée de la composante dynamique résiduelle, puis à moyenner cette estimation en mettant en oeuvre un facteur d'oubli de façon à tenir compte de l'historique des estimations de la composante dynamique  
5 résiduelle.

9- Procédé selon l'une des revendications 6 à 8, caractérisé en ce que les différentes étapes sont mises en oeuvre dans le filtre numérique (10) placé après les moyens de numérisation (9).

10

15

**Fig. 1**

Fig. 2Fig. 3

DÉPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

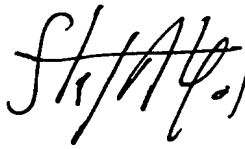
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

DÉSIGNATION D'INVENTEUR(S) Page N° .1./1..

(Si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 VI 26099

Vos références pour ce dossier (facultatif)		103560/SH/EMPD/TPM	
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL			
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)			
DISPOSITIF DE RECEPTION POUR UN TERMINAL DE RADIOCOMMUNICATION MOBILE			
LE(S) DEMANDEUR(S) :			
Société anonyme <b>ALCATEL</b>			
DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) : (Indiquez en haut à droite «Page N° 1/1» S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez un formulaire identique et numérotez chaque page en indiquant le nombre total de pages).			
Nom		DA ROCHA	
Prénoms		Alexandre	
Adresse	Rue	RESIDENCE MINERVE II 14, RUE PAUL LAFARGUE	
	Code postal et ville	92800   PUTEAUX, FRANCE	
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom		PERRIN	
Prénoms		Jean-Hugues	
Adresse	Rue	1 ALLÉE GUSTAVE COURBET	
	Code postal et ville	95100   ARGENTEUIL, FRANCE	
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom		ANANDANARAYANANE	
Prénoms		Paul	
Adresse	Rue	7 AVENUE LOUIS BLÉRIOT	
	Code postal et ville	94800   VILLEJUIF, FRANCE	
Société d'appartenance (facultatif)			
DATE ET SIGNATURE(S) <del>XX DES DEMANDEURS</del> <del>XX DU MANDATAIRE</del> (Nom et qualité du signataire)		6 avril 2001 Stephane HEDARCHET 	

**This Page Blank (uspto)**